

W/238

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-339452

(43)Date of publication of application : 07.12.2001

(51)Int.Cl.

H04L 27/20  
H04L 27/00

(21)Application number : 2000-156825

(71)Applicant : HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC

(22)Date of filing : 26.05.2000

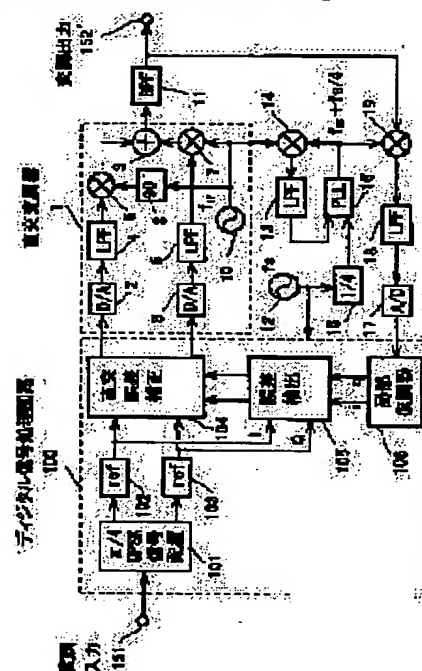
(72)Inventor : ONISHI MAKOTO  
SASA ATSUSHI

## (54) ORTHOGONAL MODULATING DEVICE AND ORTHOGONAL MODULATION ERROR DETECTING METHOD

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an analog orthogonal modulator which can automatically compensate an orthogonal modulation error caused by trouble of a circuit.

**SOLUTION:** An analog orthogonal modulating circuit is provided with a digital local demodulator, a modulated signal before modulation and a demodulated signal are compared with each other to detect a DC offset, an orthogonal modulation error, etc., and an orthogonal correcting circuit provided in front of an orthogonal modulator applies a correction signal to automatically correct the orthogonal modulation error. An analog orthogonal modulator can be actualized which does not generate the orthogonal modulation error due to incompleteness of an analog circuit. A high-speed D/A converter is not necessary and orthogonal modulation is enabled so that frequency conversion can be omitted and the number of annexed analog circuits can greatly be reduced.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-339452

(P2001-339452A)

(43) 公開日 平成13年12月7日 (2001.12.7)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>H 0 4 L 27/20  
27/00

識別記号

F I

H 0 4 L 27/20  
27/00

ターミナル (参考)

Z 5 K 0 0 4  
Z

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-156825 (P2000-156825)

(22) 出願日 平成12年5月26日 (2000.5.26)

(71) 出願人 000001122

株式会社日立国際電気

東京都中野区東中野三丁目14番20号

(72) 発明者 大西 誠

東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式  
会社小金井工場内

(72) 発明者 佐々 教

東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式  
会社小金井工場内

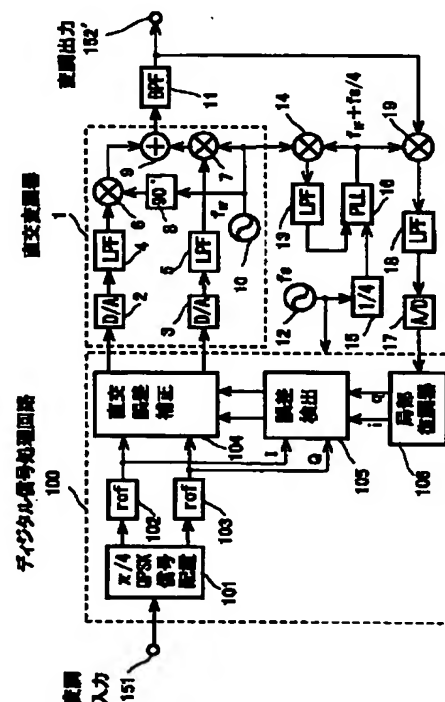
Fターム (参考) 5K004 AA05 FA05 FF05

## (54) 【発明の名称】 直交変調装置及び直交変調誤差検出方法

## (57) 【要約】

【課題】 回路の不具合によって生ずる直交変調誤差を自動的に補償することのできるアナログ直交変調器を提供する。

【解決手段】 アナログ直交変調回路にデジタル局部復調器を設け、変調前変調信号と、復調信号を比較することにより、直流オフセット、直交変調誤差などを検出し、直交変調器の前段に設けた直交補正回路において補正信号を加えて直交変調誤差の自動補正を行う。アナログ回路の不全による直交変調誤差が発生しないアナログ直交変調器が実現できる。高速なD/A変換器が不要で、直接変調が可能なので、周波数変換が省略でき、付随するアナログ回路部分の大幅な削減が可能になる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力変調信号を直交変調する直交変調装置において、

前記入力変調信号を直交変調する直交変調器と  
該直交変調器によって直交変調された信号を帰還し、該  
帰還信号を直交復調する局部復調器と、  
該局部復調した復調信号と、前記入力変調信号とを比較  
して直交変調誤差を検出する誤差検出器と、  
検出した該直交誤差によって前記入力変調信号の直交誤  
差補正を行なう直交誤差補正回路とを備え、  
前記直交誤差によって前記入力変調信号を前もって補正  
してから前記直交変調器に与えることによって前記直交  
変調器の誤差を補償することを特徴とする直交変調装  
置。

【請求項 2】 請求項 1 記載の直交変調装置において、  
前記入力変調信号をアナログ信号に変換する D/A 変換器  
と、  
前記帰還信号をディジタル信号に変換する A/D 変換器と  
を備え、前記直交変調器をアナログ回路で構成し、前記  
局部復調器をディジタル回路で  
構成し、前記局部復調器に与えられる前記帰還信号の搬  
送波周波数が前記局部復調器の動作標本化周波数の  $1/4$   
に等しくなるように前記帰還信号の搬送波周波数を周  
波数変換することによって搬送波同期したことを特徴と  
する直交変調装置。

【請求項 3】 請求項 2 記載の直交変調装置において、  
前記 A/D 変換器によって変換されたディジタル信号に定  
数 “-1” を乗算して極性反転する乗算器と、  
前記ディジタル信号と、“0” データと、前記極性反転  
したディジタル信号と、“0” データとを前記局部復調  
器の動作標本化周波数の  $1/4$  のタイミングで切替えて  
復調同相信号を出力する第 1 の切替え器と、  
“0” データと、前記ディジタル信号と、“0” データ  
と、前記極性反転したディジタル信号とを前記局部復調  
器の動作標本化周波数の  $1/4$  のタイミングで切替えて  
復調直交信号を出力する第 2 の切替え器とを備え、  
前記帰還信号を直交復調することを特徴とする直交変調  
装置。

【請求項 4】 請求項 3 記載の直交変調装置において、  
前記第 1 の切替え器の出力信号の高調波成分を除去する  
第 1 の低域通過フィルタと、  
前記第 2 の切替え器の出力信号の高調波成分を除去する  
第 2 の低域通過フィルタとを備えたことを特徴とする直  
交変調装置。

【請求項 5】 請求項 1 乃至請求項 4 記載の直交変調装  
置において、  
前記帰還信号を位相シフトすることによって、前記局部  
復調器と前記直交変調器の搬送波同期を行うことを特徴  
とする直交変調装置。

【請求項 6】 請求項 1 乃至請求項 5 記載の直交変調装

置において、

前記局部復調器で復調した復調信号の復調同相信号と復  
調直交信号の振幅が前記入力変調信号の振幅と同一にな  
るように正規化する正規化手段を備えたことを特徴とす  
る直交変調装置。

【請求項 7】 請求項 6 記載の直交変調装置において、  
前記正規化手段は、  
前記復調同相信号の自乗値を算出する第 1 の乗算器と、  
前記復調直交信号の自乗値を算出する第 2 の乗算器と、  
前記復調同相信号の自乗値と前記復調直交信号の自乗値  
とを加算する第 1 の加算器と、  
該第 1 の加算器の加算値に 0.5 を乗算する第 3 の乗算器  
と、

1.5 から該第 3 の乗算器の乗算値を減算する減算器とを  
備えることによって、前記局部復調器が復調した前記復  
調信号の振幅正規化を行うことを特徴とする直交変調装  
置。

【請求項 8】 請求項 6 または請求項 7 記載の直交変調  
装置において、  
正規化した前記入力変調信号を平均して平均値を算出す  
る平均化回路と、  
前記復調同相信号と前記平均値とを乗算し正規化同相信  
号を出力する乗算器と、  
前記復調直交信号と前記平均値とを乗算し正規化直交信  
号を出力する乗算器とを備えたことを特徴とする直交変  
調装置。

【請求項 9】 請求項 1 乃至請求項 8 記載の直交変調装  
置において、  
前記局部復調器が復調した復調信号を入力し、前記復調  
同相信号と前記復調直交信号の振幅値と、前記復調信号  
の変調信号配置点を識別するためのフラグとを記憶する  
レジスタと、  
前記復調信号が入力する毎に、前記フラグにより、変調  
信号座標面の原点に点対称な位置にある信号点を対とし  
て、対となるデータが有る場合には、該対となる 2 つの  
データの平均値を算出する平均値算出手段とを備え、  
平均値算出手段が前記対となる 2 つのデータの平均値を  
算出すると同時に前記レジスタの値をクリアし、算出し  
た該平均値を前記直交変調器により発生する直流オフセ  
ット値とすることを特徴とする直交変調装置。

【請求項 10】 請求項 9 記載の直交変調装置におい  
て、  
前記直流オフセット値を所定時間平均するディジタル低  
域通過フィルタと、  
該平均した直流オフセット値をさらに積分する積分器と  
を備え、  
該積分した直流オフセット値を、前記直交誤差として前  
記直交誤差補正回路に与えることを特徴とする直交変調  
装置。

【請求項 11】 請求項 9 記載の直交変調装置におい

て、  
 前記直交変調器の発生する直交リーク値を算出する算出手段と、  
 算出した該直交リーク値を所定時間平均する平均化回路と、  
 該平均化回路によって平均された直交リーク値を積分する積分器とを備え、  
 前記直交誤差補正回路は、更に、前記積分器によって積分された直交リーク値を前記入力変調信号の同相信号に乗算する乗算器と、該乗算器によって乗算された前記入力変調信号の同相信号を前記変調前直交信号から減算して直交リーク補正信号を求める減算器とを有し、  
 前記直交変調器によって生ずる前記直交リークを補償することを特徴とする直交変調装置。

【請求項 12】 請求項 11 記載の直交変調装置において、前記算出手段は、  
 前記復調同相信号を  $i$  とし、前記復調直交信号を  $q$  とし、  
 前記直交変調器に入力する前の前記変調信号の同相信号を  $I$ 、直交信号を  $Q$  としたとき、直交リーク値  $a$  を、 $a = (q - Q) / I$  として算出することを特徴とする直交変調装置。

【請求項 13】 請求項 9 記載の直交変調装置において、  
 前記直交変調器の発生する振幅変化比を算出する算出手段と、  
 算出した該振幅変化比を所定時間平均する平均化回路と、  
 該平均化回路によって平均された振幅変化比を  $I$  から減算して積分する積分器とを備え、  
 前記直交誤差補正回路は、更に、前記積分器によって積分された振幅変化比を前記入力変調信号の同相信号に乗算する乗算器を有し、  
 前記直交変調器によって生ずる前記振幅変化比を補償することを特徴とする直交変調装置。

【請求項 14】 請求項 13 記載の直交変調装置において、前記算出手段は、前記復調同相信号を  $i$  とし、前記復調直交信号を  $q$  とし、前記直交変調器に入力する前の前記変調信号の同相信号を  $I$  としたとき、振幅変化比  $b$  を、 $b = i / I$  として算出することを特徴とする直交変調装置。

【請求項 15】 請求項 1 乃至請求項 14 記載の直交変調装置において、  
 前記直交変調装置の動作終了時に、前記デジタル低域通過フィルタ及び前記積分器を構成するシフトレジスタのデータ値を対比するメモリを備え、  
 動作再開時に退避したデータ値を該メモリから読み出して各レジスタに設定してから動作させることを特徴とする直交変調装置。

【請求項 16】 請求項 1 乃至請求項 15 記載の直交変調装置において、

同相信号成分が直交信号成分に漏れ込む直交リーク  $a$  と、同相信号成分の振幅変化比  $b$  によって前記直交変調誤差を表し、  
 前記復調同相信号を  $i$  とし、前記復調直交信号を  $q$  とし、  
 前記直交変調器に入力する前の前記変調信号の同相信号を  $I$ 、直交信号を  $Q$  としたとき、  
 直交リーク  $a$  を、 $a = (q - Q) / I$  で算出し、  
 振幅変化比  $b$  を、 $b = i / I$  で算出することによって、前記直交変調器によって生ずる直交変調誤差を検出することを特徴とする直交変調誤差検出方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は直交変調器に係わり、特に直交変調誤差の補償に関する。

【0002】

【従来の技術】 携帯電話などの普及により無線通信需要の急速な増大に対応して、無線通信のデジタル化が行われている。デジタル無線では、直交した（位相が  $90^\circ$  異なる）2つの搬送波信号（同相信号と直交信号）に別々の情報を変調する直交変調方式が主に用いられる。直交変調を実現する手段としては、アナログ方式とデジタル方式とがある。

【0003】 アナログ方式の直交変調では、直交搬送波信号をそれぞれミキサ（信号混合器）により変調信号と乗算し、乗算した各々の信号を信号加算器で合成することにより変調する。一方、デジタル方式の直交変調では、直交変調波信号の合成を全てデジタル回路により実行する。図2によってデジタル直交変調方式を用いた送信機について説明する。

【0004】 図2は従来のデジタル直交変調方式を用いた送信機の構成を示すブロック図である。151は入力変調信号の入力端子、20はデジタル直交変調器、21はD/A変換器、22は低域通過フィルタ（LPF）、23と26はミキサ、24と27は局部発振器、25と28は帯域通過フィルタ（BPF）、29は電力増幅器（HPA）、152は出力搬送波信号（RF出力信号）の出力端子、153は標本化周波数入力端子である。

【0005】 図2において、入力変調信号が入力端子151を介してデジタル直交変調器20に与えられる。デジタル直交変調器20では与えられた入力変調信号を直交変調した後、D/A変換器21に与える。D/A変換器21は、標本化周波数入力端子153から与えられる標本化信号の標本化周波数  $f_s$  のタイミングで動作して、入力した直交変調信号をアナログ信号に変換し、LPF22に与える。LPF22では、入力した信号から折返し成分を除去し、ミキサ23に与える。デジタル変調では、変調搬送波信号の周波数を標本化周波数  $f_s$  の  $1/4$  にすると、信号処理が簡単になるので、この方法がよく用いられる。この標本化周波数  $f_s$  は通常、数MHz程度の値である。LPF22は、この標本化周波数  $f_s$  の  $1/4$  のタイミング（ $f_s/4$ ）で動作する。他

方、無線送信機の出力搬送波信号の周波数 $f_{RF}$ は数百MHzであるので、周波数変換を行う必要がある。

【0006】まず局部発振器24で第1局発振信号（周波数 $f_{L01}$ ）を発生しミキサ23に与えることにより、ミキサ23ではLPF22から入力するアナログ変調信号を周波数混合してBPF25に与える。BPF25は、入力した信号から、イメージ成分（ $f_{L01}-f_s/4$ ）を除去し、周波数 $f_{IF}$ （ $f_{IF}=f_{L01}+f_s/4$ ）の中間周波数（IF）信号を出力しミキサ26に与える。上述と同様にミキサ26、局部発振器27、帯域通過フィルタ28によりIF信号を出力搬送波（RF出力）信号（周波数 $f_{RF}$ ）に周波数変換し、HPA29を通して増幅して、出力端子152を介してRF出力信号として送信する。即ち、局部発振器27で第2局発振信号 $f_{L02}$ （ $f_{L02}=f_{RF}-f_{IF}$ ）をミキサ26に与え、BPF25から入力するIF信号を、ミキサ26により周波数変換して周波数（ $f_{RF}=f_{L02}+f_{IF}$ ）の信号をBPF28に与える。BPF28は、入力した信号から、不要周波数成分（局発リーク）を除去してHPA29に与える。上述のように、デジタル方式では周波数変換が必要となるが、折返し成分、イメージ信号、局発リークを除去するために、BPF25やBPF28には急峻な周波数特性が必要となるため、アナログ回路部が大規模となる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】前述の従来技術の直交変調方式には、以下に述べるような欠点がある。まずアナログ直交変調器では、アナログ回路素子によって変調を実現するため、直交位相差を正確に90°にするのが難しい。また同相信号の振幅と直交信号の振幅を正確に等しく合せるのも困難である。更に、変調信号の直流分（直流オフセット）は0でなければならないが、回路素子の偏差により直流オフセットが生ずるため、0にすることができない。これらの直交変調誤差は更に、素子固有の偏差、温度、電源電圧、経年変動等の変動要因で変動することも問題となる。

【0008】次にデジタル直交変調器では、アナログ回路に起因する変動を避け、直交変調誤差のない直交変調が可能である。また、直交変調出力をアナログ信号に変換するD/A変換器も1個ですむ。しかしながら、デジタル方式の直交変調器の場合には、上述したように搬送波周波数が動作標準化周波数の1/4程度（現状技術では10 MHz程度）になるため、高速のD/A変換器が必要になる。更に、デジタル方式では動作標準化周波数と変調データのクロック周波数、搬送波周波数を整数比としなければならないため、設計自由度が制約される。

【0009】本発明の目的は、上記のような欠点を除去するため、アナログ直交変調器の発生する直交変調誤差を適応的に検出して補償することにより、直交変調誤差の発生しない直交変調器を得ることにある。更に本発明の他の目的は、上記のような欠点を除去するため、直交変調誤差の検出のために特別な検出信号や、別の検出動

作モードなどを使用せずに、通常の変調回路の動作のまま、自動的に直交誤差補償が可能な直交変調器を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明の直交変調器は、アナログ直交変調器により発生する以下の誤差を検出および補償するため、デジタル局部直交復調器を具備した構成とする。

- ① 直流オフセット $d_i$ と $d_q$ （変調信号の直流レベルが0とまらない誤差）
- ② 直交振幅誤差 $d_g$ （同相、直交信号成分の振幅差）
- ③ 直交位相誤差 $d_\phi$ （同相、直交信号成分の位相差が90°よりずれた角度）

【0011】更に本発明の直交変調回路は、局部復調器を備えて、直交変調出力信号を復調し、元の変調信号と比較することにより、直交変調出力信号の直交変調誤差を検出し、補償する。また本発明の直交変調回路は、局部復調器をデジタル的に構成し、局部復調器へ帰還する変調信号の搬送波周波数が、局部復調器の動作標準化周波数 $f_s$ の1/4に等しくなるように直交変調器の出力搬送波周波数を周波数変換する。

【0012】更にまた、本発明の直交変調回路は、局部復調器への帰還入力変調信号に対する復調直交搬送波信号の乗積を、帰還入力変調信号の極性反転と信号選択スイッチの切替により実現し、デジタル低域通過フィルタによって同相および直交復調信号成分を復調する様に構成する。更に、本発明の直交変調回路は、局部復調器と直交変調器の搬送波同期を、帰還入力変調信号の位相シフトによって行う。また本発明の直交変調回路は、局部復調器の復調信号の振幅が変調信号の振幅と同一になるように正規化する。また、本発明の直交変調回路は、局部復調器の同相信号出力と直交信号出力の自乗和を求め、その自乗和に1/2を掛けた値を3/2から減算することにより局部復調器出力の振幅正規化を行う。

【0013】また更に、本発明の直交変調回路は、局部復調器が復調した復調同相信号と復調直交信号の振幅値と復調信号の変調信号配置点を識別するためのフラグとを記憶するレジスタと、復調信号が入力する毎にそのフラグにより変調信号座標面の原点に点対称な位置にある信号点を対として、対となるデータが有る場合には対に該当する2つのデータの平均値を算出する平均値算出手段とを備え、平均値算出手段が対となる2つのデータの平均値を算出すると同時にレジスタの値をクリヤし、算出した平均値を直交変調器により発生する直流オフセット値とする。

【0014】更に、本発明の直交変調回路は、検出した直流オフセット値を、デジタル低域通過フィルタによってある一定時間平均し、さらに積分器によって積分し、積分した直流オフセット値を直交誤差補正回路に入力して、変調信号から減算し、減算した変調信号をD/A

変換器によってアナログ信号に変換してから直交変調器に入力することにより、直交変調器によって発生する直流オフセットを補償する。

【0015】また本発明の直交変調回路は、直交変調器が発生する直交変調誤差を同相信号成分が直交信号成分に漏れ込む直交リーク (a) と、同相信号成分の振幅変化比 (b) によって表し、局部復調器出力の同相信号成分 (i) と直交信号成分 (q)、および変調器に入力する前の同相信号成分 (I) と直交信号成分 (Q) から、直交リーク  $a = (q - Q) / I$ 、および、振幅変化比  $b = i / I$  として、演算により直交変調器によって生ずる直交変調誤差を検出する。

【0016】更に、本発明の直交変調回路は、直交変調器が発生する直交リークを、デジタル低域通過フィルタによってある一定時間平均し、さらに積分器によって積分し、積分した直交リークを直交誤差補正回路に入力して、変調前同相信号に乘算して、さらに変調前直交信号から減算し、得られた直交リーク補正信号をD/A変換器によってアナログ信号に変換してから直交変調器に入力することにより、直交変調器によって生ずる直交リークを補償する。

【0017】また更に、本発明の直交変調回路は、直交変調器が発生する振幅変化を、デジタル低域通過フィルタによってある一定時間平均し、その平均値から1を減算して積分器によって積分し、その積分値を1から減算して得られた値を直交誤差補正回路に入力して、変調前同相信号に乘算して、得られた振幅変化補正信号をD/A変換器によってアナログ信号に変換してから直交変調器に入力することにより、直交変調器によって生ずる振幅変化を補償する。また、本発明の直交変調回路は、回路の動作終了時に、デジタルフィルタおよび積分器を構成するシフトレジスタのデータ値をメモリに退避し、動作再開時に退避したデータ値を各レジスタに設定してから動作させる。

【0018】以上述べたように、局部復調器をデジタル的に構成することにより、直交復調器による変調誤差は発生せず、検出された誤差は全て、アナログ直交変調器に因るものと見なすことができる。従って、特別な検出信号を用いる必要がなく、変調器を通常動作させたまま、直交誤差検出、補償が可能となる。さらに、常時検出補償動作を行うことができるので、変調器の温度変動、電源変動、経年変動等に自動的に追従した変調誤差補償が可能な直交変調回路を実現した。

【0019】即ち、局部復調器をデジタル的に構成することにより、直交復調器による変調誤差は発生せず、検出された誤差は全て、アナログ直交変調器に因るものと見なすことができる。従って、特別な検出信号を用いる必要がなく、変調器を通常動作させたまま、直交誤差検出、補償が可能となる。さらに、常時検出補償動作を行うことができるので、変調器の温度変動、電源変

動、経年変動等に自動的に追従した変調誤差補償が可能である。また、変調誤差の検出、補償動作は全てデジタル的に行うので、アナログ回路の負担を小さくすることができる。アナログ直交変調を行うためD/A変換器は2個必要となるが、直接変調が可能のため、D/Aの標準化周波数はデータ速度程度の低速信号 (100 kHz程度) で十分であり、安価で、低消費電力のD/A変換器で十分である。更に、デジタル信号処理部は扱うデータが1に近い値であることを利用し、データ割り算を加減算と掛け算で処理することが可能であるため、通常のデジタル信号処理プロセッサ (DSP) を用いて、簡単に構成することができる。また更に、検出補償回路におけるデータ値をメモリに退避することが容易であるため、回路動作時の検出誤差パラメータデータをメモリに退避し、動作再開時にメモリから読み出して回路に初期設定することにより、誤差検出補償動作を高速に収束させることが可能である。

#### 【0020】

【発明の実施の形態】以下、図1を用いて本発明の一実施例を説明する。図1は本発明を $\pi/4$ シフトQPSK変調方式の直交変調器を用いた送信機の構成を示すブロック図である。2と3はD/A変換器、4と5及び13と18は低域通過フィルタ (LPF)、6と7及び14と19はミキサ、8は $90^\circ$ 移相器、9は信号加算器、10は局部発振器、11は帯域通過フィルタ (BPF)、12は標準化信号発振器、15は4分周器、16は位相同期回路 (PLL)、17はA/D変換器、101は $\pi/4$ シフトQPSK信号点配置回路、102と103はルートローloffフィルタ (rof)、104は直交誤差補正回路、105は直交誤差検出回路、106はデジタル局部復調器、151は入力変調信号の入力端子、152'はRF出力信号の出力端子、1はD/A変換器2と3、LPF4と5、ミキサ6と7、 $90^\circ$ 移相器8、信号加算器9、局部発振器10で構成される直交変調器、100は $\pi/4$ シフトQPSK信号点配置回路101、rof102と103、直交誤差補正回路104、直交誤差検出回路105、デジタル局部復調器で構成されるデジタル信号処理回路106である。

【0021】図1において、入力変調信号が入力端子151を介して $\pi/4$ シフトQPSK信号点配置回路101に与えられる。入力変調信号は、 $\pi/4$ シフトQPSK信号点配置回路101によって、 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号 (同相信号 (i) と直交信号 (q) の直交軸で表される2次元座標面の単位円上の偏角 $\phi = m\pi/4$  ( $m=0\sim7$ ) で表される8個の信号点、図6 (a)参照) に変換され、同相信号はrof102に、直交信号はrof103に与えられてそれぞれ波形成形される。波形成形された同相信号Iと直交信号Qは、それぞれ直交誤差補正回路104に与えられる。

【0022】直交誤差補正回路104の出力のうち同相信号は、アナログ直交変調器1のD/A変換器2に与えられ、直交信号は、アナログ直交変調器1のD/A変換器3に与えられ、アナログ変調信号に変換される。次にこのアナログ



変調信号の同相信号はLPF4に与えられD/A変換による折返し成分を除去されミキサ6に与えられる。同様に、アナログ変調信号の直交信号はLPF5に与えられD/A変換による折返し成分を除去されミキサ7に与えられる。

【0023】局部発振器10は、周波数 $f_{IF}$ の直交搬送波信号（IF信号）を発生し、ミキサ7と90°移相器8に与える。90°移相器8はミキサ6にミキサ7に与えた直交搬送波信号と90°位相を遅らせた信号（同相搬送波信号）を与える。これによって、ミキサ6とミキサ7によってアナログ変調信号とそれぞれ乗積し、信号加算器9で加算合成して直交変調がなされる。信号加算器9の出力の変調波信号はBPF11を通して不要周波数成分を除去され、変調出力端子152'を介してRF回路に送出されると共に、アナログ直交変調器1で発生する直交変調誤差を検出するため、ミキサ19を介してデジタル局部復調器106に帰還される。

【0024】デジタル復調を行うために、デジタル局部復調器106に帰還する変調波信号の周波数を搬送波周波数 $f_{IF}$ から $f_s/4$ に周波数変換する。（ここで、 $f_s$ はデジタル信号処理回路100の標本化周波数で、標本化信号発振器12で生成される標本化信号（周波数 $f_s$ ）によって、デジタル信号処理回路100と4分周器15にそれぞれ与えられる。）また、局部発振器10が発生した周波数 $f_{IF}$ の直交搬送波信号はまた、ミキサ14にも与えられる。

【0025】まず4分周器15では、入力した標本化信号を4分周して、PLL16に与える。PLL16の出力（周波数 $f_{IF} + f_s/4$ ）はミキサ14により、搬送波信号 $f_{IF}$ と混合し、LPF13によって低い方の周波数成分 $f_s/4$ を抽出し、PLL16の第2の入力端に加える。こうして得られた周波数 $f_{IF} + f_s/4$ の信号を、ミキサ19ではBPF11から帰還する変調波信号と混合し、LPF18に与える。LPF18では低い方の周波数成分 $f_s/4$ を取出しA/D変換器17に与え、A/D変換器17でデジタル信号に変換して、局部復調器106に与え

$$\begin{aligned} i &= (1 + d_g/2) \cos(\phi - d\phi/2) \approx K(1 + d_g) \cos \phi' \\ q &= (1 - d_g/2) \sin(\phi + d\phi/2) \approx K \sin(\phi' + d\phi) \end{aligned}$$

(但し、 $K = 1 - d_g/2$ 、 $\phi' = \phi - d\phi/2$ )

【0030】式(2)は振幅を正規化( $K=1$ )し、位相同

$$i = (1 + d_g) \cos \phi = b \cdot I$$

$$q = \sin \phi + d\phi \cos \phi = Q + a \cdot I \quad (\text{但し、}$$

直交振幅誤差 $d_g$ と直交位相誤差 $d\phi$ は小さいので、直交リーク $a$ はほぼ0で振幅変化比 $b$ はほぼ1に近い数である。

【0031】式(3)の直交誤差発生モデルによるアナログ直交変調器と、直交誤差を補償する回路構成の一例を図5に示す。図5は本発明の直交誤差補償方法の原理を説明する構成図の一例である。168と169は変調前信号 $I$ と $Q$ をそれぞれ与える入力端子、179は変調出力信号の出力端子、150と173は直交リーク $a$ の入力端子、174は振幅変化比 $b$ の入力端子、170は振幅変化比 $1/b$ の入力端子、1

る。

【0026】復調して得られる同相復調出力 $i$ と直交復調出力 $q$ は、それぞれ、直交誤差検出回路105に与えられ、 $\text{rofi102}$ と $\text{rofi103}$ とからそれぞれ与えられる変調前同相信号 $I$ と変調前直交信号 $Q$ とそれぞれ同相信号同士及び直交信号同士と比較して直交変調誤差を検出し、検出した誤差をそれぞれ直交誤差補正回路104に与えて、アナログ直交変調器1によって発生する直交誤差を補正する。

【0027】図1の実施例では、局部復調器106をデジタル直交復調器で構成しているので、復調器側では直交誤差は発生しない。従って直交誤差検出回路105で検出される直交誤差は全てアナログの直交変調器1で発生したものと見なすことができる。図1の実施例において、局部復調器106の入力信号の搬送波周波数を $f_s/4$ に周波数変換しているのは、このデジタル直交復調器の構成を簡単化するためである。

【0028】本発明の直交変調回路は、アナログ直交変調器により発生する誤差を検出および補償するため、デジタル局部直交復調器を具備した構成とする。直交振幅誤差（同相成分信号 $I$ の振幅と直交成分信号 $Q$ の振幅との差） $d_g$ 、及び直交位相誤差（同相成分信号 $I$ の位相と直交成分信号 $Q$ の位相との差） $d\phi$ を、これと等価な直交リーク $a$ （同相信号 $I$ が直交信号 $Q$ に混入する割合）、振幅変化比 $b$ （変調前後の同相信号振幅比）に変換しておく。理想的な変調信号は次式(1)で表される。

$$I = \cos \phi, \quad Q = \sin \phi \quad \dots\dots\dots \text{式(1)}$$

(但し、 $\phi = m\pi/4$ 、 $m$ は、 $m=0\sim7$ の整数)

【0029】直交変調前の同相信号 $I$ と直交信号 $Q$ は、多くの場合、デジタル的に生成するので、ほぼ理想的な信号に近い。一方、アナログ直交変調出力を理想復調器で復調した信号（局部復調信号）では、直交変調に伴って発生する誤差（直交誤差）のために、その同相信号 $i$ と直交信号 $q$ は次式(2)で表される。

$\dots\dots\dots \text{式(2)}$

期（ $\phi = \phi'$ ）を取れば、次式(3)で表される。

$$b = 1 + d_g, \quad a = d\phi \quad \dots\dots\dots \text{式(3)}$$

71と175は同相信号の直流オフセット $d_i$ の入力端子、172と176は直交信号の直流オフセット $d_q$ の入力端子、177は $\cos \omega_c t$ 入力端子、178は $\sin \omega_c t$ 入力端子、50は直交誤差補償部、56はアナログ直交変調器、51と53は直交誤差補償部50の掛け算器、57と59はアナログ直交変調器56の掛け算器、512と513はアナログ直交変調器56のミキサ、52と54と55は直交誤差補償部50の加算器、58と510と511はアナログ直交変調器56の加算器、514はアナログ直交変調器56の信号加算器である。但し、 $\omega_c = 2\pi f_c$ で、 $f_c$

は搬送波周波数 ( $f_c = f_s/4$ ,  $f_s$ は標本化周波数)

【0032】アナログ直交変調器56はミキサ512, 513と信号加算器514及び $\cos \omega_c t$ 入力端子177と $\sin \omega_c t$ 入力端子178とで構成されるが、実際の回路では回路の種々誤差要因により、同相信号の直流オフセット $d_i$ 、直交信号の直流オフセット $d_q$ 、直交リーク $a$ 、振幅変化比 $b$ などの直交誤差が発生する。これらを、直交変調器56の構成要素57~59, 173~176, 510, 511で表している。

【0033】式(3)を変形して、変調前信号 ( $I$ ,  $Q$ ) と局部復調信号 ( $i$ ,  $q$ ) とで、直交変調誤差を表現する数式を求めると、次式(4)となる。

$$b = i/I, \quad a = (q-Q)/I \quad \dots\dots\text{式(4)}$$

また、直流オフセット ( $d_i$ ,  $d_q$ ) は局部復調信号 ( $i$ ,  $q$ ) を平均することで求めることができる。これらの検出した誤差成分 ( $a$ ,  $1/b$ ,  $d_i$ ,  $d_q$ ) を打消す補償信号を生成し、図5の直交変調器56の前に設けた直交誤差補償部50により変調前信号 $I$ ,  $Q$ に補償を行ってから、直交変調器56に与えることにより直交誤差補償が可能となる。

【0034】また、上述の直交誤差検出補償動作を自動的に行うため、直交変調器の通常動作時の信号により誤差検出を行う。デジタル無線では、波形伝送を行うため、波形成形フィルタ (いわゆるロールオフフィルタ) を用い、受信機の識別器のところで受信波形が識別点を通過するようにする。ところが送信機の送出波形は、受信機側の波形成形フィルタを通る前の波形であるため、識別点を正確に通過しない。従って、通常の送信波形を基準信号として用いると、単純に変調前送信波形と局部復調波形を比較しても正確な変調誤差検出はできない。そこで、本発明の直流オフセットの検出の場合には、変調信号点座標の原点に対して、点対称な位置にある変調信号点に対するデータの平均値を用い、これを平均化して、直流オフセット値とする。点対称データの平均値を用いずに、単純に全てのデータを平均化すると、短時間の平均では、通常の変調動作時のデータの偏りによって正確な直流オフセットが求められず、更に時間的に変動するためである。

【0035】次に図1の局部復調器106の一実施例について図3を用いて説明する。図3は本発明の局部復調器の一実施例を説明するための図である。図3(a)は局部復調器の構成を示すブロック図、図3(b)は同相・直交搬送波信号の位相状態を説明するための図で、横軸が時間、縦軸が振幅、 $f_c$ は搬送波周波数 ( $f_c = f_s/4$ )、白丸が $\cos \omega_c t$ 、黒丸が $\sin \omega_c t$ を表し、また、図3(c)はデジタル復調器の具体的な実施例の構成を示すブロック図である。30はA/D変換器、31は局部発振器、32と33はミキサ、34と35はLPF、36は $90^\circ$ 移相器、154は信号の入力端子、155は標本化周波数 $f_s$ の入力端子、156と160は復調同相信号 $i$ の出力端子、157と161は復調直交信号 $q$ の出力端子、37は掛け算器、38と39は切替スイッチ、158は定数“-1”入力端子、159は定数“0”入力端子であ

る。

【0036】デジタル的に直交復調を行うには、図3(a)に示すように、入力端子154を介してA/D変換器30に与えられる搬送波周波数 $f_c = f_s/4$ の復調入力信号を、A/D変換器30で、入力端子155から与えられる標本化信号の標本化周波数 $f_s$ でデジタル化し、ミキサ32と33にそれぞれ与える。

【0037】また別に、局部発振器31で生成した直交搬送波信号 $\sin \omega_c t$  ( $\omega_c = 2\pi f_c$ ) がミキサ33と $90^\circ$ 移相器36とに与えられ、 $90^\circ$ 移相器36ではミキサ32にミキサ33に与えた直交搬送波信号と $90^\circ$ 位相を遅らせた信号 (同相搬送波信号)  $\cos \omega_c t$ を与える。

【0038】ミキサ32では、デジタル化した復調入力信号と同相搬送波信号 $\cos \omega_c t$ とを乗積し、LPF34に与え、LPF34により高調波成分を除去して同相信号を出力端子156を介して出力する。同様に、ミキサ33では、デジタル化した復調入力信号と直交搬送波信号 $\sin \omega_c t$ とを乗積し、LPF35に与え、LPF35により高調波成分を除去して同相信号を出力端子157を介して出力する。これによってデジタル復調を実行することができる。

【0039】ここで、同相および直交搬送波信号も標本化周波数 $f_s$ で標本化されているので、 $t = n/f_s$  ( $n=0, 1, 2, 3, \dots$ ) とすると、図3(b)の白丸、黒丸で示すように、

$$\cos \omega_c t = \cos (n\pi/2) = 1, 0, -1, 0, \dots\dots$$

$$\sin \omega_c t = \sin (n\pi/2) = 0, 1, 0, -1, \dots\dots$$

となる。図3(b)は、即ち、 $f_c = f_s/4$ と設定しておく、同相および直交搬送波信号を乗積する操作は、“1”、“0”、“-1”の掛け算を切替えながら繰返し実行することになる。

【0040】図3(c)にデジタル復調器の具体的な実施例を1つ示す。掛け算器37は復調器入力信号に入力端子158から与えた定数“-1”を掛け、信号の極性を反転する。また、入力端子159からは定数“0”を与える。切替スイッチ38と39は4入力のスイッチで、入力端子に付した番号(0~3)は図3(b)の標本化時間の0~3に対応しており、図3(c)の構成により、デジタル的に直交復調が実現できる。

【0041】図3の実施例により、直交誤差の発生しないデジタル局部直交復調が実現できるが、図1の構成図で分かるように、アナログ直交変調器1の入力端での変調信号 ( $I$ ,  $Q$ ) と、局部復調器出力信号 ( $i$ ,  $q$ ) の間には、アナログ回路が挿入されているため、変調信号と、局部復調出力では位相差が生ずる。直交変調誤差を直交誤差検出回路105で検出するためには、これらの信号間で位相が合っている必要がある。図4に局部復調器の位相同期回路の一実施例を示す。

【0042】図4は、本発明の局部復調器106の位相同期回路の一実施例の構成を示すブロック図である。162は位相補正前の復調同相信号 $i'$ の入力端子、163は位相



補正前の復調直交信号 $q'$ の入力端子、166は変調直交信号 $Q$ の入力端子、167は変調同相信号 $I$ の入力端子、40は位相補正回路、41, 43, 44, 45, 411, 413は掛け算器、42, 46, 49, 412は加算器、47は三角関数ROM、48は遅延レジスタ、410は位相差検出回路、164は位相補正後の復調同相信号 $i$ の出力端子、165は位相補正後の復調直交信号 $q$ の出力端子である。

$$i = i' \cos \theta - q' \sin \theta, \quad q = i' \sin \theta + q' \cos \theta \quad \cdots \cdots \text{式(6)}$$

を計算することで、位相補正が行われる。位相補正した復調信号 $(i, q)$ は位相差検出回路410において、変調信号 $(I, Q)$ と比較することで、位相誤差 $\delta \theta$ が検出される。

【0044】位相差検出回路410は掛け算器411, 413と加算器412とから構成され、

$$\begin{aligned} \delta \theta &= \sin \delta \theta = \sin (\theta_T - \theta_R) \\ &= \sin \theta_T \cos \theta_R - \cos \theta_T \sin \theta_R \\ &= Q_i - I_q \quad \cdots \cdots \text{式(7)} \end{aligned}$$

を計算する。式(7)で $\theta_T$ は送信信号の位相角 $(\tan \theta_T = Q/I)$ 、 $\theta_R$ は局部復調信号の位相角 $(\tan \theta_R = q/i)$ である。検出された位相誤差 $\delta \theta$ は、加算器49と遅延レジスタ48からなる累算器で積算して位相差 $\theta$ となり、これを三角関数ROM47で $\cos \theta$ と $\sin \theta$ に変換し、位相補正回路40に入力する。

【0045】図4の位相同期回路は位相誤差 $\delta \theta$ が求められる度に、その積算値である位相差 $\theta$ が真の位相差に収束していき、位相誤差 $\delta \theta$ は0に収束する様に動作する。図4の位相同期回路では変調器の局部復調器に適用するため、変調、復調の搬送波周波数は一致しており、通常の復調器の位相同期回路のように、周波数は同期する必要がない。また位相差もアナログ回路の遅延によって発生する一定の位相推移量を検出すればよいので、簡単な構成の回路で検出が可能である。

【0046】図1の実施例における直交誤差補正回路104の一実施例を前述の図5の構成図によって説明する。直交変調器56は既に説明したように、現実のアナログ直交変調器をモデル化し、理想的な直交変調器と、誤差を発生する回路要素とで表現したものである。直交リーク $a$ は式(3)に示すように、同相信号 $I$ が直交信号 $Q$ に混入する割合を示している。掛け算器57によって $I$ 信号に掛け、その出力値 $a \cdot I$ を加算器58で $Q$ 信号に加える。振幅変化比 $b$ は同相信号 $I$ の振幅変化を表すので、掛け算器59によって $I$ 信号に掛ける $(=b \cdot I)$ 。直流オフセット $d_i$ と $d_q$ はそれぞれ同相信号 $I$ と直交信号 $Q$ の直流分であり、加算器510と511にそれぞれ加える。

【0047】アナログ直交変調器56で発生したこれらの誤差成分は、直交変調器56の前に設けた直交誤差補償部50で補償される。後述する誤差検出手段により検出された直交リーク $a$ は、直交リーク $a$ の入力端子150を介して掛け算器51に与えられ、掛け算器51は入力端子168を介して与えられる変調前信号の同相信号 $I$ に掛けて $a \cdot I$ を求め加算器52に与える。加算器52では、 $a \cdot I$ を入力端子

【0043】図4において、位相補正前の復調信号 $(i', q')$ を入力端子162と163を介して位相補償回路40に与え、位相補償回路40では位相差 $\theta$ を補正する。位相補正回路40は掛け算器41, 43, 44, 45と、加算器42, 46から構成され、

169を介して与えられる変調前信号の直交信号 $Q$ から減算することにより、補償が行われる。同様に、振幅変化比 $b$ は逆数 $(1/b)$ を求めて逆数 $1/b$ の入力端子170を介して掛け算器53に与え、掛け算器53により同相信号 $I$ に掛けて補償する。更に直流オフセット $d_i$ と $d_q$ は、それぞれ、入力端子171と入力端子172を介して加算器54と55にそれぞれ与えられ、加算器54と55により同相信号 $I$ と直交信号 $Q$ とから減算することにより補償できる。

【0048】図6に本発明による直交変調器の直流オフセット $(d_i, d_q)$ の検出と補償の一実施例を示す。図6は本発明の直流オフセット補償の一実施例を説明するための図である。図6(b)は補償回路の一実施例の構成を示すブロック図である。図6(b)において、180は同相信号 $i$ の入力端子、181は直交信号 $q$ の入力端子、182は変調番号 $m$ の入力端子、60は直流オフセット検出回路、61は低域通過フィルタ(LPF)、62は加算器、63は遅延レジスタ、183は直流オフセット $(d_i, d_q)$ の出力端子である。

【0049】まず図6(a)の同相信号 $(i)$ と直交信号 $(q)$ の直交軸で表される2次元座標面上に表した $\pi/4$ シフトQPSK変調信号(8個の信号点)の図を用いて直流オフセットの検出方法を説明する。直流オフセットは図6(a)の点線で示した変調前同相直交信号 $(I), (Q)$ 軸上の変調信号(横方向波線矢印と縦方向波線矢印の好転)に実線矢印で示す直流オフセットベクトル $d_i, d_q$ が加算され、局部復調同相直交信号 $(i), (q)$ 軸上の信号となって現れる。図6(a)の例では $\pi/4$ シフトQPSK変調方式の信号点を考えているので、 $(i), (q)$ 軸の原点を中心とする円上の偏角 $\phi = m\pi/4$  ( $m=0 \sim 7$ )の点となる。

【0050】前述したように、変調器出力信号はルートロールオフフィルタの波形応答のために、信号識別時点において信号配置点の周辺にばらついた点となって現れる。このため、直流オフセットを検出するために、局部復調信号を低域通過フィルタによって平均化し、直流成分を抽出する。ところで、変調器の通常動作状態では、入力されるデータはほぼランダムな信号である。従って、短い時間区間では復調信号を平均化しても、平均値が0になる保証はなく、かなり長い時間にわたって平均化を行わなければならない。そこで、信号配置面の原点に対して対称な位置の信号点データを平均化する。こうすることにより、直流オフセット検出データの取得できる頻度が高くなり、平均化の時定数を小さくすることができる。

【0051】次に図6(b)を用いて、直流オフセット補償の具体的実施例を説明する。変調信号番号*m*は図6(a)の信号点の偏角を示す値である。直流オフセット検出回路60に入力端子180, 181, 182を介してそれぞれ、局部復調出力*i*と*q*、及び、変調信号番号*m*を与え、上述の検出方法により、直流オフセットを検出する。例えば、直流オフセット検出回路60に変調信号配置点の数(図6(a)では8個)のレジスタ*r*0~*r*7を設け(図示しない)、変調信号番号*m*が0の信号の場合にはレジスタ*r*0に局部復調出力*i*と*q*を記憶し、以下、他のレジスタも同様で、変調信号番号*m*で指定された番号のレジスタ*r**m*に局部復調出力*i*と*q*が記憶される。そして、新しい復調信号が直流オフセット検出回路60に入力するたびに、その変調信号番号*m*と対となるレジスタにデータがあるかないかを調べ、あった場合には、それらの平均値を算出してLPF61に与えると同時に、それらのデータの入っていたレジスタをクリアする。また、新しく入力した局部復調出力*i*と*q*が記憶されるべきレジスタに、既にデータが記憶されていた場合には、例えば、古いデータに新しいデータを上書きする(例えば、平均値を記憶する方法も考えられる)。上述のように、復調信号が入力する毎に、変調信号番号のフラグにより、変調信号座標面の原点に点対称な位置にある信号点を対として、対となるデータが有る場合には、その対となる2つのデータの平均値を算出する。そして、対となる2つのデータの平均値を算出すると同時にそれらのレジスタの値をクリアし、算出した平均値をLPF61に与える。次に、直流オフセット検出回路60で検出された直流オフセット値は、LPF61によって平均化され、ルートロールオフフィルタの波形応答によるばらつきを抑圧され、加算器62に与えられる。

【0052】加算器62の出力信号は、出力端子183に与えられると共に遅延レジスタ63に与えられる。そして遅延レジスタ63の出力信号は加算器62の他方の入力端子に与えられる。これによって、加算器62と遅延レジスタ63で構成された累算器によって、LPF61から与えられた信号が積算される。積算された信号、即ち、直流オフセット(*d*<sub>i</sub>, *d*<sub>q</sub>)は、図5の直交誤差補償部50に与えられ、直交誤差補償部50で補償が行なわれる。補償値が直流オフセットの実際の値に収束していくと、検出される直流オフセット(*d*<sub>i</sub>, *d*<sub>q</sub>)及び、LPF61の出力は0に収束するよ

$$x^{-1/2} = (1+e)^{-1/2} = 1 - (1/2)e + (3/4)e^2 + \dots \approx 1 - 0.5e \dots \text{式(8)}$$

$e = x - 1$ を式(8)に代入すると、次の式(9)となる。

$$x^{-1/2} \approx 1 - 0.5(x-1) = 1.5 - 0.5x \dots \text{式(9)}$$

即ち、概ね1に近い数値の平方根の逆数は、式(9)により、掛け算と引き算によって求めることができる。

【0057】図7の掛け算器70, 71と加算器72によって正規化前の局部復調器出力信号*i*と*q*の振幅の自乗和を求め、これに掛け算器73で0.5を掛け、加算器74によって

うに動作する。

【0053】図6の実施例により、直流オフセットを検出するための特別な検出信号を用いずに、変調器の通常動作時の信号によって直流オフセット検出が可能となり、ルートロールオフフィルタの波形応答による検出値のばらつき、及び変調信号による平均値変動を押さえ、正確な直流オフセット補償ができる。

【0054】前述したように、直交変調誤差を式(3)によって補償するには、局部復調器の出力信号*i*と*q*の振幅正規化を行う必要がある。振幅正規化は、同相成分*i*と直交成分*q*の自乗和の平方根で同相成分*i*と直交成分*q*をそれぞれ割ればよい。しかしながら、ここで必要な平方根および割り算等の演算は、加算と乗算しか用いないディジタル信号処理にとって実現は容易でない。

【0055】そこで図7に示すように、加算と乗算のよる振幅正規化回路が必要になる。図7は、加算と乗算による振幅正規化回路の一実施例の構成を表すブロック図である。184は同相信号*i*の入力端子、185は直交信号*q*の入力端子、186は定数“0.5”入力端子、187は定数“1.5”入力端子、70, 71, 73, 76, 77は掛け算器、72と74は加算器、75は平均化回路、188は同相信号*i*の出力端子、189は直交信号*q*の出力端子である。入力端子184は乗算器70に2重(2つの入力端に1つずつ)に接続され、かつ乗算器76に接続される。また入力端子185も乗算器71に2重(2つの入力端に1つずつ)に接続され、かつ乗算器77に接続される。乗算器70の出力端と乗算器71の出力端はそれぞれ加算器72に接続され、加算器72の出力端は乗算器73に接続される。入力端子186は乗算器73に接続され、入力端子187は加算器74の+ (プラス)入力端に接続される。乗算器73の出力端は加算器74の- (マイナス)入力端に接続され、加算器74の出力端は平均化回路75に接続され、平均化回路75の出力端は乗算器76と乗算器77とにそれぞれ接続される。乗算器76の出力端は出力端子188に接続され、乗算器77の出力端は出力端子189に接続される。

【0056】図7の実施例では、正規化前の局部復調器出力信号*i*と*q*の振幅が、ほぼ1に近い値であることを仮定している。 $x$ が1に近い値で、 $x = 1 + e$  ( $e < 1$ )と表せるとする。このとき、 $x$ の平方根の逆数は、次の式(8)で近似できる。

1.5から減算すると、式(9)により局部復調器出力信号*i*と*q*の振幅の自乗和の逆数が求められる。図6の実施例の説明で述べたように、局部復調器出力信号*i*と*q*の振幅の瞬時データはルートロールオフフィルタの波形応答のため振幅変動する。そこで、自乗和の逆数の瞬時データを平均化回路75で平均し、掛け算器76と77によって局部復調器出力信号*i*と*q*の振幅に乗算して振幅正規化を行

う。

【0058】図8によって本発明の直交変調誤差補償の一実施例を説明する。図8は、本発明の直交変調誤差の検出と補償の一実施例の構成を示す図である。190は復調同相信号*i*入力端子、191は変調前同相信号*I*入力端子、192は変調前直交信号*Q*入力端子、193は復調直交信号*q*の入力端子、194は変調番号*m*の入力端子、195は係数*M*入力端子、196は係数*N*入力端子、197は定数“-1”入力端子、198は定数“1”入力端子、80は直交誤差検出回路、81と82は直交誤差検出回路80内の加算器、88、89、810、813は加算器、83、84、85は直交誤差検出回路80内

$$\begin{aligned} x^{-1} &= 1 / (c + e) = c^{-1} / (1 + (e/c)) \\ &\approx c^{-1} (1 - (e/c)) = 2 / c - x / c^2 \end{aligned} \quad \cdots \cdots \text{式(10)}$$

【0060】変調番号*m*=0, 4の時には*I*が±1、変調番号*m*=2, 6の時には*I*が0となり、変調番号*m*が奇数の時には*I*が±2<sup>1/2</sup>/2=±0.707となるので、逆数1/*I*は図9に示すようになる。図9は変調番号*m*と逆数1/*I*の関係の一実施例について表した図である。図9で*M*と*N*は*I*の逆数1/*I*を次式(11)で表したときの値である。

$$1/I = N(M-1) \quad \cdots \cdots \text{式(11)}$$

但し、*m*=2, 6の時は計算不能であるので、直交変調誤差の検出は行わない。式(11)から分かるように、逆数の計算が掛け算と引き算により処理できる。

【0061】図8において、逆数1/*I*の計算のために、入力端子194を介して変調番号*m*を直交誤差検出回路80に与え、入力端子191を介して変調前同相信号*I*を直交誤差検出回路80の加算器81の-（マイナス）入力端に与える。加算器81の出力信号は掛け算器83に与えられ、加算器81と掛け算器83により、*I*の逆数1/*I*を計算する。係数*M*と*N*は図9で定義した定数であり、係数*M*は入力端子195を介して加算器81の+（プラス）入力端に与えられ、係数*N*は入力端子196を介して掛け算器83に与えられる。*m*=2, 6の時は逆数計算は行わない。掛け算器83の計算結果、即ち逆数1/*I*は掛け算器84と85にそれぞれ与えられる。

【0062】また、直交リーク*a*の計算のために、変調前直交信号*Q*を入力端子192を介して直交誤差検出回路80の加算器82の-（マイナス）入力端に与え、復調直交信号*q*を入力端子193を介して直交誤差検出回路80の加算器82の+（プラス）入力端に与える。加算器82で計算した*q-Q*を、掛け算器85で*I*の逆数1/*I*と乗算して直交リーク*a*の瞬時検出値を求め、平均化回路87に与えられる。

【0063】平均化回路87では、直交リーク*a*の平均値を求め加算器810の一方の入力端に与える。加算器810の出力は出力端子200を介して出力されると共に、遅延レジスタ812に与えられ、遅延レジスタ812の出力は加算器810の他方の入力端に与えられる。これによって、加算器810と遅延レジスタ812からなる累算器で直交リーク*a*の積算値を求める。求めた直交リーク積算値は図5の直交誤差補償部50に与えて、直交リーク補償を行う。

の掛け算器、86と87は平均化回路、811と812は遅延レジスタ、199は振幅比の逆数である係数1/*b*の出力端子、200は直交リーク*a*の出力端子である。

【0059】直交変調誤差（直交リーク*a*と振幅変化比*b*）の検出は式(4)によって行う。ここで変調前同相信号*I*による割り算が必要となる。図6(a)の変調点信号配置図から分かるように、変調信号点は変調番号*m*によって値が変わるので、逆数1/*I*の計算法も変える必要がある。任意の数*c*に近い数*x=c+e* (*e*<<*c*)の逆数を式(8)の計算と同様に求めると、次式(10)となる。

【0064】次に、振幅変化比*b*を補償するために、入力端子190を介して復調後同相信号*i*を掛け算器84に与える。掛け算器84では、復調後同相信号*i*に、掛け算器83から与えられる*I*の逆数1/*I*を掛け、振幅変化比*b*の瞬時値を求め、平均化回路86に与える。

【0065】平均化回路86では振幅変化比*b*の平均値を求め、加算器88の一方の入力端に与える。加算器88の他方の入力端には入力端子197を介して定数“-1”が与えられる。次に、加算器88の出力値*b-1*は加算器89の一方の入力端に与えられ、加算器89の出力信号は、加算器813の-（マイナス）入力端に与えられると共に、遅延レジスタ811に与えられる。遅延レジスタ811の出力信号は加算器88の他方の入力端に与えられる。即ち、振幅変化比*b*は、補償が収束した状態では1となり、このままでは累算できない。このため、加算器88により*b-1*を求め、これを加算器89と遅延レジスタ811からなる累算器で積算する。

【0066】振幅変化比*b*の補償において必要な値は振幅変化比*b*の逆数である。そこで、式(10)について述べた方法を用いて、加算器813により1から*b-1*の積算値を引き算することにより、振幅変化比*b*の逆数を求め、直交誤差補償部50に与えて、振幅変化比の補償を行う。

【0067】図8の実施例では、ディジタル信号処理では扱いにくい逆数演算を、掛け算器と加算器で処理することができるので、構成を大幅に簡略化できる。本発明の実施例では、制御する各パラメータを全て、累算器の形で構成している（図4の位相同期、図6の直流オフセット、図8の直交リークと振幅変化比）。従って、瞬時検出値に何らかの雑音成分が加わっても、その影響は小さく押さえられる。また、変調器の動作終了時に、各制御回路の累算器のレジスタのデータ値をメモリに退避記憶して置き、次の動作再開時にメモリに記憶保持していたデータを各レジスタにセットしてから、変調動作を開始することにより、各補償データ値の収束が非常に短時間に行える利点がある。

【0068】以上、実施例の説明はπ/4シフトQPSK変調方式の変調器を例に説明したが、本発明は直交変調であ

れば、他の変調方式にも適用が可能であることは言うまでもない。

#### 【0069】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、デジタル局部復調器を備えることにより、アナログ直交変調器の回路素子偏差により発生する直交変調誤差を正確に検出及び補正することができる。アナログ変調のため、デジタル方式の直交変調器において必要であった高速のD/A変換器が必要でなく、低速で安価、かつ低消費電力のD/A変換器を使用して直接変調が可能のため、搬送波周波数変換段数も減らすことができ、アナログ回路部分を簡単化することができる。また、誤差検出のための特別な検出信号を用いず、通常の変調動作において、自動的に変調誤差の検出ができるので、補正のための特別な回路動作を行う必要がなく、変調誤差の変動に対しても、自動的に追従し常に正確な直交誤差補正が可能である。また、素子固有の偏差、温度、電源電圧、経年変動等の変動要因で変動する直交変調誤差に対しても追従可能である。更に、制御の信号処理に必要な平方根演算、逆数演算などの複雑な演算をせず、全て掛け算と加算によって処理できるので、デジタル処理部の構成を非常に簡単化することができ、更にまた、設計自由度が増す。また更に、累算器を用いて積分値制御により補償を行っているので、雑音等の抑圧ができ、また、積分値そのものが、補正值となるので、変調動作終了時の累算器のデータをメモリに記憶しておき、動作再開時に累算器に初期設定することで、非常に高速な補正動作が可能になる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の直交変調器の一実施例を用いた送信機の構成を示すブロック図。

【図2】 従来のデジタル直交変調方式を用いた送信機の構成を示すブロック図。

【図3】 本発明の局部復調器の一実施例を説明するための図。

【図4】 本発明の局部復調器の位相同期回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図5】 本発明の直交誤差補償方法の原理を説明する構成図の一例。

【図6】 本発明の直流オフセット補償の一実施例を説明するための図。

【図7】 振幅正規化回路の一実施例の構成を示すブロック図。

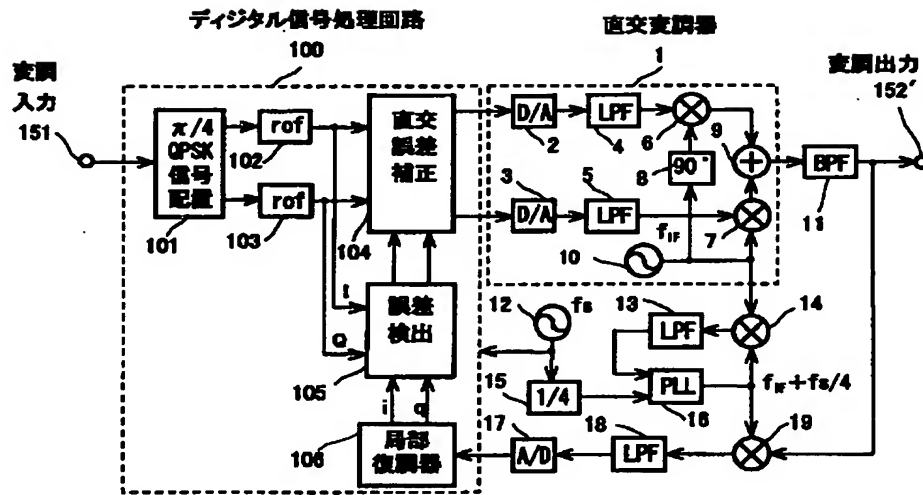
【図8】 本発明の直交変調誤差の検出と補償の一実施例の構成を示す図。

【図9】 変調番号 $m$ と逆数 $1/l$ の関係の一実施例について表した図。

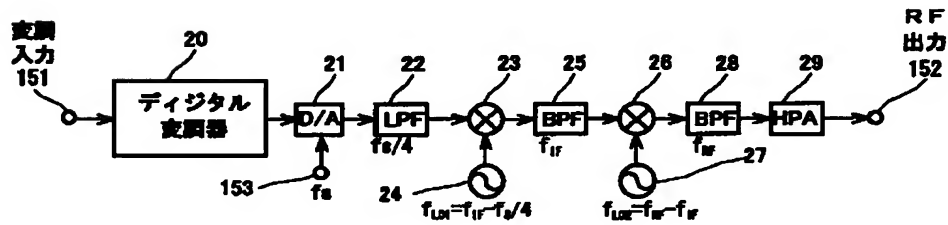
#### 【符号の説明】

1：直交変調器、 2, 3：D/A変換器、 4, 5：LPF、  
6, 7：ミキサ、 8：90°移相器、 9：信号加算器、  
10：局部発振器、 11：BPF、 12：標本化信号発振器、  
13, 18：LPF、 14, 19：ミキサ、 15：4分周器、  
16：PLL、17：A/D変換器、 20：デジタル直交変調器、  
21：D/A変換器、 22：LPF、23, 26：ミキサ、  
24, 27：局部発振器、 25, 28：BPF、 29：HPA、  
30：A/D変換器、 31：局部発振器、 32, 33：ミキサ、  
34, 35：LPF、 36：90°移相器、 37：掛け算器、  
38, 39：切替スイッチ、 40：位相補正回路、  
41, 43, 44, 45：掛け算器、 42, 46, 49：加算器、  
47：三角関数ROM、 48：遅延レジスタ、 50：直交誤差補償部、  
51, 53, 57, 59：掛け算器、 52, 54, 55, 58：加算器、  
56：アナログ直交変調器、 60：直流オフセット検出回路、  
61：LPF、 62：加算器、 63：遅延レジスタ、  
70, 71, 73, 76, 77：掛け算器、 72, 74：加算器、  
75：平均化回路、 80：直交誤差検出回路、  
81, 82, 88, 89, 810, 813：加算器、 83, 84, 85：掛け算器、  
86, 87：平均化回路、 100：デジタル信号処理回路、  
101： $\pi/4$ シフトQPSK信号点配置回路、  
102, 103：rof、 104：直交誤差補正回路、  
105：直交誤差検出回路、 106：デジタル局部復調器、  
150：入力端子、 151：入力端子、 152, 152'：出力端子、  
153, 154, 155：入力端子、 156, 157, 160, 161：出力端子、  
158, 159, 162, 163：入力端子、 164, 165：出力端子、  
166~178：入力端子、 179：出力端子、  
180, 181, 182：入力端子、 183：出力端子、  
184, 185, 186, 187：入力端子、 188, 189：出力端子、  
190~198：入力端子、 199, 200：出力端子、  
410：位相差検出回路、 411, 413：掛け算器、  
412：加算器、 510, 511：加算器、 512, 513：ミキサ、  
514：信号加算器、 811, 812：遅延レジスタ。

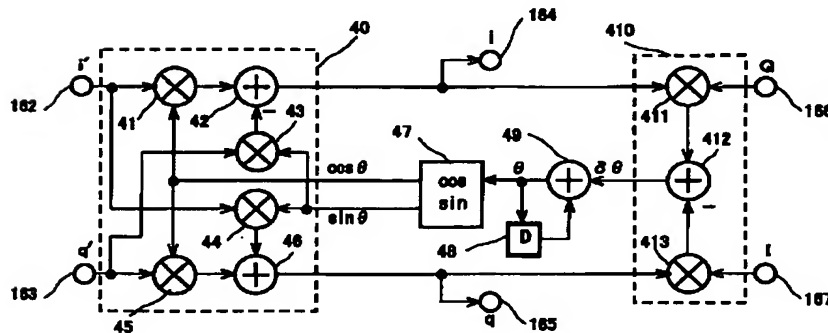
【図1】



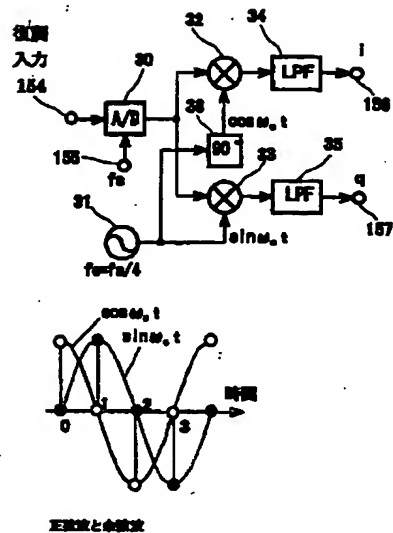
【図2】



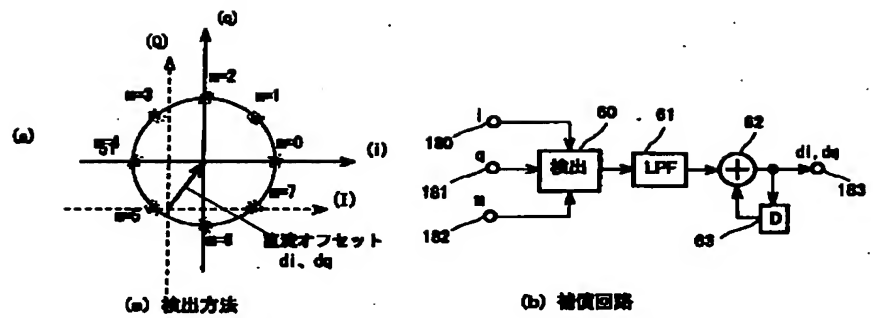
【図4】



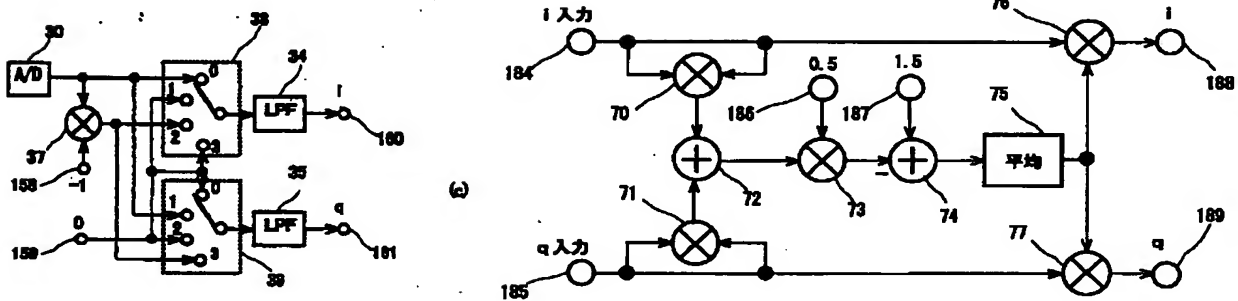
【図3】



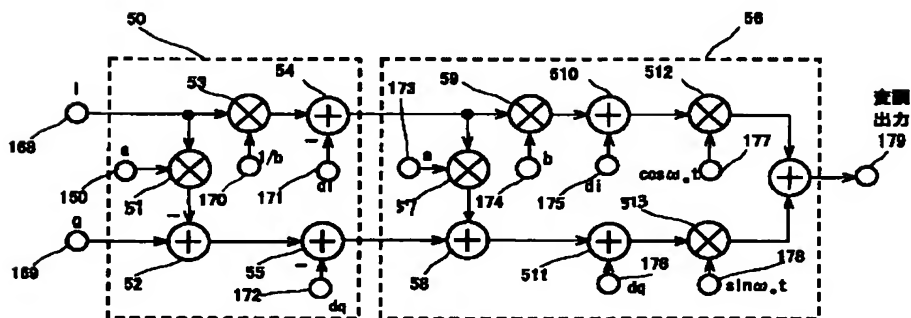
【図6】



【図7】

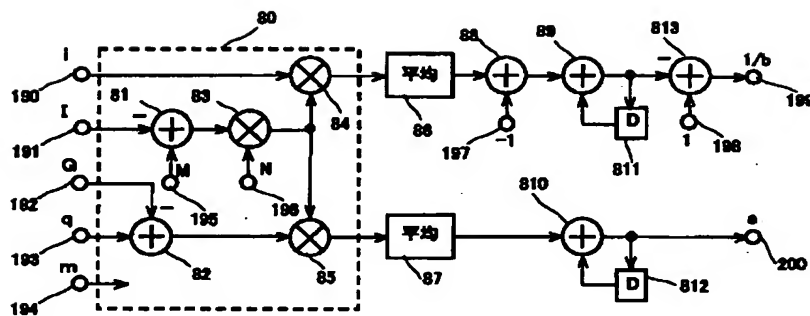


【図5】





【図 8】



【図 9】

変調番号mとIの逆数

m	I	1/I	M	N
0	1	2-I	2	1
1	$2^{-1/2}$	$2(2^{1/2}-1)$	$2^{1/2}$	2
2	0	計算不能		
3	$-2^{-1/2}$	$2(-2^{1/2}-1)$	$-2^{1/2}$	2
4	-1	$-2-I$	-2	1
5	$-2^{-1/2}$	$2(-2^{1/2}-1)$	$-2^{1/2}$	2
6	0	計算不能		
7	$2^{-1/2}$	$2(2^{1/2}-1)$	$2^{1/2}$	2